



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑳ Aktenzeichen: 198 37 153.5  
㉔ Anmeldetag: 17. 8. 1998  
㉕ Offenlegungstag: 2. 3. 2000

⑦① Anmelder:  
Micronas Intermetall GmbH, 79108 Freiburg, DE  
⑦② Erfinder:  
Greitschus, Norbert, Dr.-Ing., 79108 Freiburg, DE

⑤⑥ Entgegenhaltungen:

DE 91 17 264 U1  
EP 04 98 553 A2

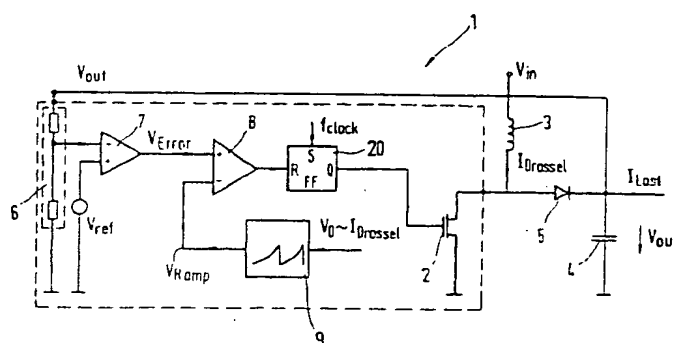
R.Zane u.a., Nonlinear-Carrier Control..., In: IEEE Transaktion on Power Electronics, Vol.13, Nr.2, März 1998, S.213-221;  
JP 5-76169 (A) In: Patents Abstracts of Japan, Sect.E., 1993, Vol.17, No.411 (E1406);  
Luigi Calderone u.a., Optimal Feed-Forward Compensation..., In: IEEE Transaktion on Power Electronics, Vol.7, Nr.2, April 1992, S.349-355, insbes. Fig.5;  
Fakrahlden A. Huliehel u. a., Modeling, Analysis.. In: IEEE Transaktion on Power Electronics, Vol.10, Nr.5, Sept.1995, S.597-604, insbes. Fig. 1,2;  
Wei Tang u.a., Charge Control..., In: IEEE Transaktion on Power Electronics, Vol.8, Nr.4, Oktober 1993, S.396-403;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Pulsweitenmodulierter Gleichspannungswandler

⑤⑦ Die Erfindung betrifft einen pulsweitenmodulierten Gleichspannungswandler mit einem Fehlerverstärker 7, auf dessen Eingang die Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers 1 rückgekoppelt wird, der einen Komparator 8 zum Vergleich der Ausgangsspannung des Fehlerverstärkers 7 und der Ausgangsspannung eines kompensierten Rampengenerators 9 aufweist und dessen Ausgang mit dem Schalttransistor 2 verbunden ist. Der kompensierte Rampengenerator 9 ist so ausgebildet, daß das dem Drosselstrom  $I_{Drossel}$  der Drosselinduktivität 3 proportionale Signal der rampenförmigen Spannung so überlagert wird, daß eine Ausgangsspannung erzeugt wird, die einen sägezahnförmigen Kurvenverlauf mit einem konkaven Spannungsanstieg aufweist.



Die Erfindung betrifft einen pulsweitenmodulierten Gleichspannungswandler mit einer Reihenschaltung aus einem Schalttransistor und einer Drosselinduktivität, wobei parallel zu dem Schalttransistor eine Glättungskapazität und ein Schaltelement in Reihe geschaltet sind, so daß eine an der Reihenschaltung aus dem Schalttransistor und der Drosselinduktivität liegende Eingangsspannung in eine größere, an der Glättungskapazität abgreifbare Ausgangsspannung umgewandelt wird, mit einem Fehlerverstärker, dessen erster Eingang mit einem Spannungsteiler, dem die Ausgangsspannung zuführbar ist, und dessen zweiter Eingang mit einer Referenzspannungsquelle verbunden ist, und mit einem Komparator, dessen erster Eingang mit dem Ausgang des Fehlerverstärkers, dessen zweiter Eingang mit einem mittels eines zu dem Drosselstrom der Drosselinduktivität proportionalen Signal kompensierten Rampengenerator und dessen Ausgang mit der Gate-Elektrode des Schalttransistors verbunden ist.

Ein solcher Gleichspannungswandler ist aus MAXIM Datenblatt: MAX 731/MAX 752, 19-4672; REV 2; 2/93 bekannt. Um eine konstante Ausgangsspannung zu erzeugen, wird die Ausgangsspannung über den Spannungsteiler rückgeführt, über den Fehlerverstärker und den Komparator mit der Rampenspannung des Rampengenerators verglichen und auf den Schalttransistor geführt, um dort das Tastverhältnis für die konstante Ausgangsspannung einzustellen. Zwischen den Komparator und den Schalttransistor ist ein Flipflop geschaltet, dem die Taktfrequenz einer Zeitsteuerschaltung (clock) zum genauen, getakteten Aktivieren des Schalttransistors zugeführt wird.

Die Stabilitätsgrenze des rückgekoppelten Gleichspannungswandlers ist eine Funktion des Drosselstromes durch die Drosselinduktivität und der Inversen der Eingangsspannung. Der Drosselstrom ist eine Funktion des Laststromes und der Eingangsspannung. Der Betrag der Schleifenverstärkung wird durch den Drosselstrom und die Inverse der Eingangsspannung beeinflusst. Mit steigendem Drosselstrom steigt der Betrag der Schleifenverstärkung, wohingegen die Polstellen des Systems, d. h. die Phasendrehungen der Schleifenverstärkung, unverändert bleiben. Dies führt zu einer Verringerung der Phasenreserve und damit zu einer Instabilität des Systems.

Zur Kompensation dieses Effektes sind Kapazitäten parallel zu dem Spannungsteiler geschaltet, welche den Frequenzgang so beeinflussen, daß für einen bestimmten Bereich von Lastströmen und von der Eingangsspannung eine ausreichende Stabilität erzielt wird. Da die Polstellen, die durch die Glättungskapazität und die Drosselinduktivität bestimmt werden, bei sehr niedrigen Frequenzen liegen, sind als Kompensationskapazitäten sehr große Kapazitäten erforderlich. Diese sind bei einer monolithisch integrierten Schaltung nicht in das System integrierbar.

Eine weitere Maßnahme zur Stabilisierung des Gleichspannungswandlers besteht darin, daß zu der Rampenspannung des Rampengenerators mittels eines Addierverstärkers eine Spannung addiert wird, die proportional zum Drosselstrom ist. Es wird dabei eine Spannung verwendet, die proportional zum Strom durch den Schalttransistor ist. Bei hohen Drosselströmen schaltet dadurch der Komparator früher, so daß die Einschaltzeit des Schalttransistors und der Betrag der Schleifenverstärkung verringert werden. Diese Kompensation hat den Nachteil, daß ein zusätzlicher, genauer Addierverstärker zur Kompensation des Rampengenerators benötigt wird. Zudem ist nachteilig, daß der Betrag der Schleifenverstärkung bei hohem Drosselstrom bereits zu Beginn des Einschaltzyklusses verringert wird. Dadurch

wird die Verstärkung auch bei hohen Eingangsspannungen verringert, was sich nachteilig auf die Genauigkeit der Ausgangsspannung auswirkt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen verbesserten pulsweitenmodulierten Gleichspannungswandler zu schaffen.

Diese Aufgabe wird durch einen gattungsgemäßen Gleichspannungswandler gelöst, bei dem der kompensierte Rampengenerator so ausgebildet ist, daß das dem Drosselstrom der Drosselinduktivität proportionale Signal der rampenförmigen Spannung derart überlagerbar ist, daß eine Ausgangsspannung erzeugt wird, die einen sägezahnförmigen Kurvenverlauf mit einem konkaven Spannungsanstieg aufweist.

Durch den konkaven Spannungsanstieg der von dem kompensierten Rampengenerator erzeugten Rampenspannung erhält die Rampenspannung eine größere Slew Rate (Spannungsanstiegsgeschwindigkeit). Dadurch wird der Betrag der Verstärkung des rückgekoppelten Gleichspannungswandlers erst bei großen Drosselströmen und niedrigen Eingangsspannungen verringert. Folglich kann der Frequenzgang des Gleichspannungswandlers konstant unabhängig von den Betriebsbedingungen, insbesondere unabhängig von der Eingangsspannung und dem Laststrom, konstant gehalten werden. Es wird ein geringerer Betrag der Schleifenverstärkung bei hohen Eingangsspannungen und damit ein Verlust an der Genauigkeit der Ausgangsspannung des Gleichspannungswandlers verhindert.

Vorteilhafte Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Unteransprüchen offenbart.

Gemäß einem vorteilhaften Ausführungsbeispiel der Erfindung ist der Rampengenerator so ausgebildet, daß die Summe aus einem Korrekturstrom, welcher proportional zu dem Drosselstrom ist, und einem konstanten Referenzstrom in dem Rampengenerator integrierbar ist, so daß die Ausgangsspannung des Rampengenerators einen quadratischen Spannungsanstieg aufweist. Hierdurch wird ein von den Betriebsbedingungen unabhängiger Frequenzgang des Gleichspannungswandlers auf einfache Weise erreicht. Es muß keine aufwendige Vorrichtung mit großer Fläche, wie beispielsweise ein genauer Addierverstärker, verwendet werden.

Gemäß einer günstigen Ausbildung der Erfindung erfolgt die Integration der Summe aus dem Korrekturstrom und dem konstanten Referenzstrom dadurch, daß der Korrekturstrom und der konstante Referenzstrom einem Kondensator zuführbar sind, welcher über ein parallelgeschaltetes Schaltelement mit der Frequenz des der Gate-Elektrode des Schalttransistors zugeführten Signals entladbar ist. Hierdurch wird auf einfache Weise ein quadratischer Spannungsanstieg der Rampenspannung erzeugt.

Vorteilhafterweise kann zur Erzeugung des Korrekturstromes ein erster Verstärker vorgesehen sein, dessen Eingang eine dem Drosselstrom proportionale Spannung zuführbar ist, und dessen Ausgang über einen Widerstand mit einem ersten Knotenpunkt von konstantem Potential verbunden ist, welchem der Korrekturstrom zuführbar ist. Als Verstärker kann ein Buffer, dessen Verstärkung gleich eins ist, verwendet werden. Dieser kann durch einen rückgekoppelten Operationsverstärker realisiert werden. Der Operationsverstärker kann so ausgebildet sein, daß seine Ausgangsstufe eine erste Referenzstromquelle, die mit einem ersten Transistor in Source-Schaltung in Reihe geschaltet ist, umfaßt.

Zur Erzeugung des konstanten Knotenpotentials in dem ersten Knotenpunkt kann ein zweiter Operationsverstärker vorgesehen sein. Der erste Eingang des zweiten Operationsverstärkers ist mit einer ersten konstanten Referenzspannung verbunden.

nungsquelle, der zweite Eingang des Operationsverstärkers ist mit dem ersten Knotenpunkt verbunden. Der erste Knotenpunkt stellt das konstante Knotenpotential niederohmig bereit und ist mit dem Ausgang des zweiten Operationsverstärkers verbunden. Der zweite Operationsverstärker kann so ausgebildet sein, daß seine Ausgangsstufe eine zweite Referenzstromquelle, die mit einem zweiten Transistor in Source-Schaltung in Reihe geschaltet ist, umfaßt. In den Knotenpunkt kann somit die Summe aus dem Korrekturstrom und dem konstanten Referenzstrom fließen.

Gemäß einer günstigen Weiterbildung der Erfindung kann ein Stromspiegel vorgesehen sein, der die am Knotenpunkt erzeugte Summe aus dem Korrekturstrom und dem konstanten Referenzstrom auf den Kondensator abbildet. Der Stromspiegel kann aus dem ersten oder dem zweiten Operationsverstärker und einem dritten Transistor in Source-Schaltung gebildet werden. Die Gate-Elektrode des dritten Transistors ist mit der Gate-Elektrode des ersten Transistors und die Drain-Elektrode des dritten Transistors mit dem Kondensator verbunden. Gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel ist die Gate-Elektrode des dritten Transistors mit der Gate-Elektrode des zweiten Transistors und die Drain-Elektrode des dritten Transistors über einen zweiten Stromspiegel mit dem Kondensator verbunden.

Der erste Transistor und der zweite Transistor können ein festes Verhältnis hinsichtlich ihrer elektrischen Eigenschaften zueinander haben. Bei MOS-FET-Transistoren wird dies durch ein festes Verhältnis der W/L (Längen/Breiten)-Verhältnisse der Transistoren erreicht. Mit der ersten und der zweiten Referenzstromquelle können Ströme, die ein festes Verhältnis zueinander haben, erzeugbar sein. Wenn die Referenzstromquellen gleiche Ströme erzeugen und der erste und der zweite Transistor gleiche elektrische Eigenschaften haben, liegen in der Schaltung gleiche Verhältnisse vor, so daß eine gute Anpassung, d. h. ein gutes Matching, der einzelnen Schaltungselemente vorliegt, wodurch elektrische Einflüsse, Einflüsse aufgrund von Temperatur oder Maskenausrichtfehlern vermieden werden.

Das dem Drosselstrom proportionale Signal kann aus dem Spannungsabfall an dem Schalttransistor bestimmt werden. Dies ist möglich, da der Schalttransistor im Triodenbereich betrieben wird, so daß er ein Widerstandsverhalten aufweist. Verfahren zum Bestimmen des Drosselstromes sind aus dem Stand der Technik, beispielsweise aus der P 198 12 299.3 bekannt. Vorteilhafterweise ist die Anordnung monolithisch integriert.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Zeichnung näher erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 eine prinzipielle Anordnung eines erfindungsgemäßen pulswidenmodulierten Gleichspannungswandlers,

Fig. 2 eine prinzipielle Anordnung eines erfindungsgemäßen kompensierten Rampengenerators,

Fig. 3a, Fig. 3b den Verlauf von dem Drosselstrom und der Rampenspannung in Abhängigkeit der Zeit für den Rampengenerator aus Fig. 2,

Fig. 4 ein erfindungsgemäßes Ausführungsbeispiel eines kompensierten Rampengenerators und

Fig. 5 ein weiteres erfindungsgemäßes Ausführungsbeispiel eines kompensierten Rampengenerators.

In Fig. 1 ist eine prinzipielle Anordnung eines erfindungsgemäßen pulswidenmodulierten Gleichspannungswandlers 1 dargestellt. Der Gleichspannungswandler 1 umfaßt eine Reihenschaltung aus einem Schalttransistor 2 und einer Drosselinduktivität 3. Parallel zu dem Schalttransistor 2 sind eine Glättungskapazität 4 und ein Schaltelement in Reihe geschaltet. Mit dem Gleichspannungswandler 1 wird eine an der Reihenschaltung aus dem Schalttransistor 2 und

der Drosselinduktivität 3 liegende Eingangsspannung  $V_{in}$  in eine größere, an der Glättungskapazität 4 abgreifbare Ausgangsspannung  $V_{out}$  umgewandelt. Die Ausgangsspannung  $V_{out}$  wird dem Gleichspannungswandler 1 über einen Spannungsteiler 6, der zwei Widerstände umfaßt, rückgeführt. Es ist ein Fehlerverstärker 7 vorgesehen, dessen erster Eingang mit dem Spannungsteiler 6 und dessen zweiter Eingang mit einer Referenzspannungsquelle  $V_{ref}$  verbunden ist. Es ist ein Komparator 8 vorgesehen, dessen erster Eingang mit dem Ausgang des Fehlerverstärkers 7, dessen zweiter Eingang mit einem mittels eines zu dem Drosselstrom  $I_{Drossel}$  der Drosselinduktivität 3 proportionalen Signal kompensierten Rampengenerators 9 und dessen Ausgang mit der Gate-Elektrode des Schalttransistors 2 verbunden ist. Der kompensierte Rampengenerator 9 ist so ausgebildet, daß er eine Ausgangsspannung erzeugt, die einen sägezahnförmigen Kurvenverlauf mit einem konkaven Spannungsanstieg aufweist. Dieser Spannungsverlauf wird durch die Überlagerung des dem Drosselstrom der Drosselinduktivität 3 proportionalen Signals mit der rampenförmigen Spannung des Rampengenerators 9 erzeugt.

Der Ausgang des Komparators 8 ist über ein Flip-Flop-Element 20 mit dem Gate des Schalttransistors 2 verbunden. Das Flip-Flop-Element 20 wird mittels einer Zeitsteuerschaltung mit einem Signal der Frequenz  $f_{clock}$  angesteuert. Es handelt sich dabei um ein RS (Rücksetz/Setz) Flip-Flop mit einem Rücksetzeingang R, einem Setzeingang S und einem aktiven Ausgang Q, der mit dem Gate des Schalttransistors 2 verbunden ist. Die Frequenz  $f_{clock}$  des Signals der Zeitsteuerschaltung ist auf die Frequenz des Signals des Rampengenerators 9 abgestimmt. Durch das Ausgangssignal des Komparators 8 wird die Frequenz zum Schalten des Schalttransistors 2 festgelegt.

Aufgrund der Rückkopplung des pulswidenmodulierten Gleichspannungswandlers wird das Tastverhältnis des Schalttransistors durch die Ausgangsspannung verändert, wodurch die Ausgangsspannung  $V_{out}$  geregelt wird. Bei einer zu hohen Ausgangsspannung  $V_{out}$  wird die Ausgangsspannung  $V_{error}$  des Fehlerverstärkers erniedrigt. Dadurch wird die Schaltzeit  $T_E$  des Schalttransistors und damit die Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Gleichspannungswandlers erniedrigt.

In Fig. 2 ist die prinzipielle Funktionsweise des kompensierten Rampengenerators 9 gezeigt. Es ist ein Kondensator 10 vorgesehen, dem die Summe aus dem Korrekturstrom  $I_{corr}$  und dem konstanten Referenzstrom  $I_{ref}$  zugeführt wird. Parallel zu dem Kondensator 10 wird ein Schaltelement 11 geschaltet, dem ein Signal zugeführt wird, welches das Schaltelement 11 mit der Frequenz des der Gate-Elektrode des Schalttransistors 2 zugeführten Signals entladbar ist.

In Fig. 3a ist der Verlauf des Drosselstromes  $I_{Drossel}$ , zu welchem der Korrekturstrom  $I_{corr}$  proportional ist, in Abhängigkeit der Zeit dargestellt. Dabei ist mit 1 der Stromverlauf für einen niedrigen Drosselstrom und mit 2 der Stromverlauf für einen hohen Drosselstrom gekennzeichnet. In Fig. 3b ist die Ausgangsspannung des Rampengenerators  $V_{Ramp}$  für die beiden Stromverläufe 1 und 2 aus Fig. 3a gezeigt. Der Spannungsverlauf ist parabelförmig, so daß der Nullpunkt der Ausgangsspannung des Rampengenerators  $V_{Ramp}$  erhalten bleibt. Es ist ferner die Ausgangsspannung  $V_{Error}$  des Fehlerverstärkers in Abhängigkeit der Zeit dargestellt. Mit dem Komparator 8 wird jeweils der Schnittpunkt von  $V_{Error}$  mit  $V_{Ramp}$  ermittelt. Durch diese Schnittpunkte wird die Taktfrequenz, mit der der Schalttransistor 2 angesteuert wird, ermittelt. Ein höherer Drosselstrom führt zu einer niedrigeren Einschaltzeit  $T_E$ . Gegenüber einem nichtkompensierten Rampengenerator, dessen Ausgangsspannung  $V_{Ramp}$  linear verläuft, ist die Einschaltzeit  $T_E$  des erfin-

dungsgemäß kompensierten Rampengenerators für alle, also auch für niedrigere Drosselströme, kleiner als die Einschaltzeit  $T_E$  des nichtkompensierten Rampengenerators. Man entnimmt der Fig. 3b ebenfalls, daß die Slew-Rate (Spannungsanstiegsgeschwindigkeit) der Ausgangsspannung des kompensierten Rampengenerators 9 bei großen Drosselströmen (2) größer wird. Der Drosselstrom nimmt sowohl bei einer Vergrößerung des Ausgangsstromes als auch bei einem konstanten Ausgangsstrom und einer Verringerung der Eingangsspannung zu. Folglich wird der Betrag der Schleifenverstärkung des rückgekoppelten Gleichspannungswandlers 1 erst bei großen Drosselströmen und niedrigeren Eingangsspannungen verringert. Dadurch kann der Frequenzgang des Gesamtsystems unabhängig von der Eingangsspannung und dem Laststrom über einen sehr großen Bereich konstant gehalten werden. Es wird somit ein geringerer Betrag der Schleifenverstärkung bei hohen Eingangsspannungen und damit ein Verlust an der Genauigkeit des Gleichspannungswandlers vermieden.

In Fig. 4 ist ein Ausführungsbeispiel des kompensierten Rampengenerators 9 dargestellt. Der Korrekturstrom  $I_{\text{corr}}$  wird in einem ersten Knotenpunkt K1 von konstantem Potential erzeugt. Dazu ist ein erster Verstärker 12 vorgesehen, dessen Eingang eine dem Drosselstrom  $I_{\text{Drossel}}$  proportionale Spannung  $V_D$  zugeführt wird. Der Ausgang des ersten Verstärkers 12 wird über einen Widerstand 13 mit dem ersten Knotenpunkt K1 verbunden. Der erste Verstärker 12 ist ein rückgekoppelter Operationsverstärker und kann eine Verstärkung, die gleich 1 ist, aufweisen. Ferner sind eine erste Referenzstromquelle 14 und ein mit dieser in Reihe geschalteter erster Transistor 15 in Source-Schaltung vorgesehen, welche eine Ausgangsstufe des Verstärkers 12 bilden. Mit dem Knotenpunkt K1 ist der Ausgang eines zweiten Operationsverstärkers 17 verbunden. Der eine Eingang des zweiten Operationsverstärkers 17 ist mit einer zweiten Referenzspannungsquelle  $V_{\text{ref1}}$ , und der andere Eingang des zweiten Operationsverstärkers 17 ist mit dem Knotenpunkt K1 verbunden. Die Ausgangsstufe des zweiten Operationsverstärkers 17 wird durch die Reihenschaltung aus dem zweiten Transistor 18 und einer zweiten Referenzstromquelle 16 gebildet. An dem Knotenpunkt K1 wird die Summe aus dem Korrekturstrom  $I_{\text{corr}}$  und dem konstanten Referenzstrom  $I_{\text{ref}}$  gebildet.

Ein dritter Transistor 19 bildet mit dem ersten Operationsverstärker 12 und dessen Ausgangsstufe, die aus der ersten Referenzstromquelle 14 und dem ersten Transistor 15 besteht, einen Stromspiegel. Die Gate-Elektrode des dritten Transistors 19 ist mit der Gate-Elektrode des ersten Transistors 15 verbunden, die Drain-Elektrode des dritten Transistors 19 mit dem Kondensator 10. Der erste Transistor 15 und der zweite Transistor 18 haben hinsichtlich ihrer elektrischen Eigenschaften ein festes Verhältnis zueinander. Ebenso werden mit der ersten und mit der zweiten Referenzstromquelle 14, 16 Ströme erzeugt, die ein festes Verhältnis zueinander haben. Der erste Transistor 15 und der zweite Transistor 18 können auch gleiche elektrische Eigenschaften haben und die erste und die zweite Referenzstromquelle 14, 16 können gleiche Ströme erzeugen. In diesem Fall wird eine besonders gute Anpassung des Gesamtsystems erreicht. Es werden Fehler aufgrund von unterschiedlichen Anpassungen vermieden. Die gesamte Anordnung kann monolithisch integriert sein. Das dem Drosselstrom  $I_{\text{Drossel}}$  proportionale Signal kann aus dem Spannungsabfall an dem Schalttransistor 2 bestimmt werden.

In der Fig. 5 ist ein Ausführungsbeispiel des kompensierten Rampengenerators gezeigt, bei dem die mit gleichen Bezugszeichen bezeichnenden Elemente denen aus der Fig. 4 entsprechen. Im Unterschied zu dem Ausführungsbeispiel

der Fig. 4 ist die Gate-Elektrode des dritten Transistors 19 mit der Gate-Elektrode des zweiten Transistors 18 verbunden. Die Drain-Elektrode des dritten Transistors 19 ist über einen zweiten Stromspiegel 21 mit dem Kondensator 10 verbunden. In diesem Ausführungsbeispiel werden n-Kanal-MOS-Transistoren verwendet, wohingegen in dem in der Fig. 4 dargestellten Ausführungsbeispiel p-Kanal-MOS-Transistoren verwendet werden. Der zweite Stromspiegel 21 bewirkt eine Umkehrung der Potentialverhältnisse. Entsprechend sind in dem Ausführungsbeispiel der Fig. 5 im Vergleich zu dem der Fig. 4 die Anschlüsse der Schaltungselemente an die Referenzspannung  $V_{\text{ref}}$  und an die Eingangsspannung  $V_D$  vertauscht, so daß die Schaltung in den beiden Ausführungsbeispielen unter Berücksichtigung des zweiten Stromspiegels 21 in der Fig. 5 den gleichen Regelsinn erhalten.

#### Patentansprüche

1. Pulsweitenmodulierter Gleichspannungswandler mit einer Reihenschaltung aus einem Schalttransistor (2) und einer Drosselinduktivität (3), wobei parallel zu dem Schalttransistor (3) eine Glättungskapazität (4) und ein Schaltelement (5) in Reihe geschaltet sind, so daß eine an der Reihenschaltung aus dem Schalttransistor (2) und der Drosselinduktivität (3) liegende Eingangsspannung ( $V_{\text{in}}$ ) in eine größere, an der Glättungskapazität (4) abgreifbare Ausgangsspannung ( $V_{\text{out}}$ ) umgewandelt wird, mit einem Fehlerverstärker (7), dessen erster Eingang mit einem Spannungsteiler (6), dem die Ausgangsspannung zuführbar ist, und dessen zweiter Eingang mit einer Referenzspannungsquelle ( $V_{\text{ref}}$ ) verbunden ist, mit einem Komparator (8), dessen erster Eingang mit dem Ausgang des Fehlerverstärkers (7), dessen zweiter Eingang mit einem mittels eines zu dem Drosselstrom ( $I_{\text{Drossel}}$ ) der Drosselinduktivität proportionalen Signal kompensierten Rampengenerator (9) und dessen Ausgang mit der Gate-Elektrode des Schalttransistors (2) verbunden ist,

**dadurch gekennzeichnet**, daß der kompensierte Rampengenerator (9) so ausgebildet ist, daß das dem Drosselstrom ( $I_{\text{Drossel}}$ ) der Drosselinduktivität (3) proportionale Signal der rampenförmigen Spannung derart überlagerbar ist, daß eine Ausgangsspannung erzeugbar ist, die einen sägezahnförmigen Kurvenverlauf mit einem konkaven Spannungsanstieg aufweist.

2. Gleichspannungswandler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Rampengenerator (9) so ausgebildet ist, daß die Summe aus einem Korrekturstrom ( $I_{\text{corr}}$ ), welcher proportional zu dem Drosselstrom ( $I_{\text{Drossel}}$ ) ist, und einem konstanten Referenzstrom ( $I_{\text{ref}}$ ) in dem Rampengenerator (9) integrierbar ist, so daß die Ausgangsspannung ( $V_{\text{Ramp}}$ ) des Rampengenerators (9) einen quadratischen Spannungsanstieg aufweist.

3. Gleichspannungswandler nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Integration der Summe aus dem Korrekturstrom ( $I_{\text{corr}}$ ) und dem konstanten Referenzstrom ( $I_{\text{ref}}$ ) dadurch erfolgt, daß der Korrekturstrom ( $I_{\text{corr}}$ ) und der konstante Referenzstrom ( $I_{\text{ref}}$ ) einem Kondensator (10) zuführbar sind, welcher über ein parallelgeschaltetes Schaltelement (11) mit der Frequenz des der Gateelektrode des Schalttransistors (2) zugeführten Signals entladbar ist.

4. Gleichspannungswandler nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzeugung des Korrekturstromes ( $I_{\text{corr}}$ ) ein erster Verstärker (12) vorgesehen ist, dessen Eingang eine dem

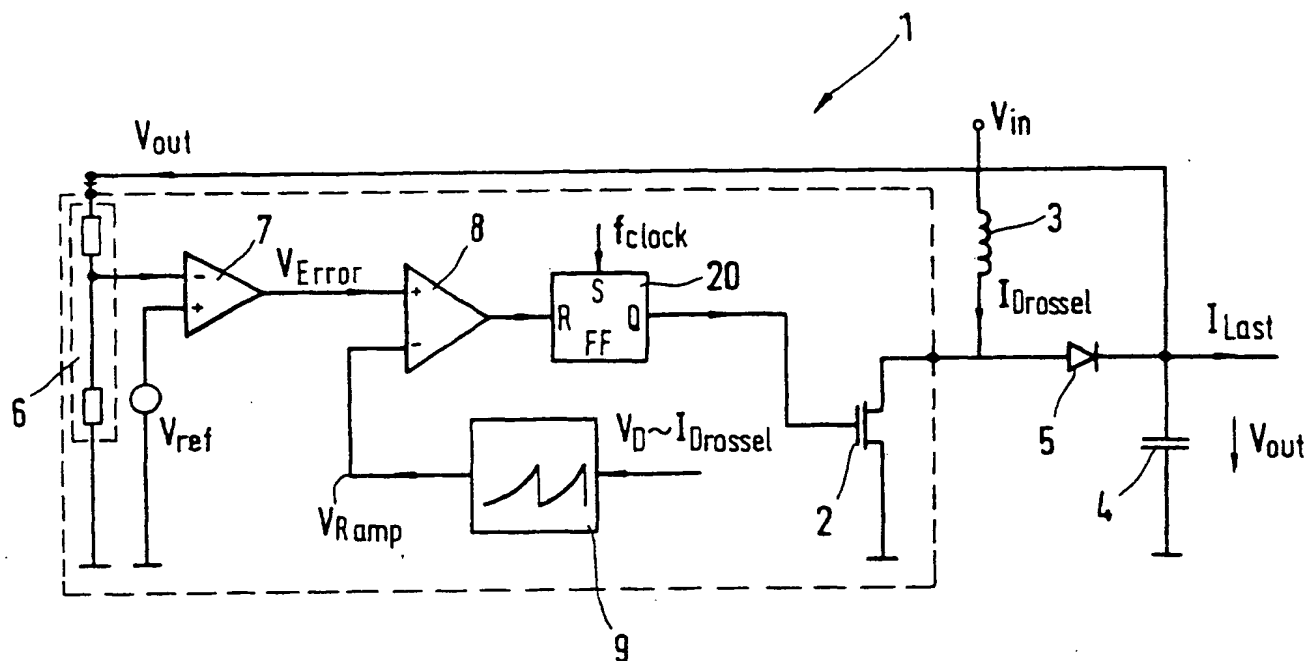
Drosselstrom ( $I_{Drossel}$ ) proportionale Spannung ( $V_D$ ) zuführbar ist, und dessen Ausgang über einen Widerstand (13) mit einem ersten Knotenpunkt (K1) von konstantem Potential verbunden ist, welchem der Korrekturstrom ( $I_{corr}$ ) zuführbar ist.

5. Gleichspannungswandler nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß als Verstärker (12) ein Buffer, dessen Verstärkung gleich eins ist, verwendet wird.
6. Gleichspannungswandler nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß als Verstärker (12) ein rückgekoppelter Operationsverstärker vorgesehen ist.
7. Gleichspannungswandler nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß eine Ausgangsstufe des Operationsverstärkers eine erste Referenzstromquelle (14), die mit einem ersten Transistor (15) in Source-Schaltung in Reihe geschaltet ist, umfaßt.
8. Gleichspannungswandler nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das konstante Knotenpotential in dem Knotenpunkt K1 durch einen zweiten Operationsverstärker (17) und eine Referenzspannungsquelle  $V_{ref1}$  erzeugt wird.
9. Gleichspannungswandler nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Operationsverstärker (17) eine Ausgangsstufe mit einer Reihenschaltung aus einer Stromquelle (16) und einem zweiten Transistor (18) in Source-Schaltung umfaßt.
10. Gleichspannungswandler nach einem der Ansprüche 4 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein dritter Transistor (19) vorgesehen ist, dessen Gate-Elektrode mit der Gate-Elektrode des ersten Transistors (15) verbunden ist, wobei der erste Transistor (15) und der dritte Transistor (19) zusammen mit dem ersten Verstärker (12) einen Stromspiegel bilden, dessen Ausgang an den Kondensator (10) angeschlossen ist.
11. Gleichspannungswandler nach einem der Ansprüche 4 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Gate-Elektrode des dritten Transistors (19) mit der Gate-Elektrode des zweiten Transistors (18) verbunden ist, der zweite Transistor (18) und der dritte Transistor (19) zusammen mit dem zweiten Operationsverstärker (17) einen Stromspiegel bilden, dessen Ausgang über einen zweiten Stromspiegel (21) an den Kondensator (10) angeschlossen ist.
12. Gleichspannungswandler nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Transistor (15) und der zweite Transistor (18) ein festes Verhältnis hinsichtlich ihrer elektrischen Eigenschaften zueinander haben.
13. Gleichspannungswandler nach einem der Ansprüche 10 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß mit der ersten und der zweiten Referenzstromquelle (16, 14) Ströme, die ein festes Verhältnis zueinander haben, erzeugbar sind.
14. Gleichspannungswandler nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das dem Drosselstrom ( $I_{Drossel}$ ) proportionale Signal  $V_D$  aus dem Spannungsabfall an dem Schalttransistor (2) bestimmt wird.
15. Gleichspannungswandler nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Anordnung monolithisch integriert ist.

---

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

---



**Fig.1**

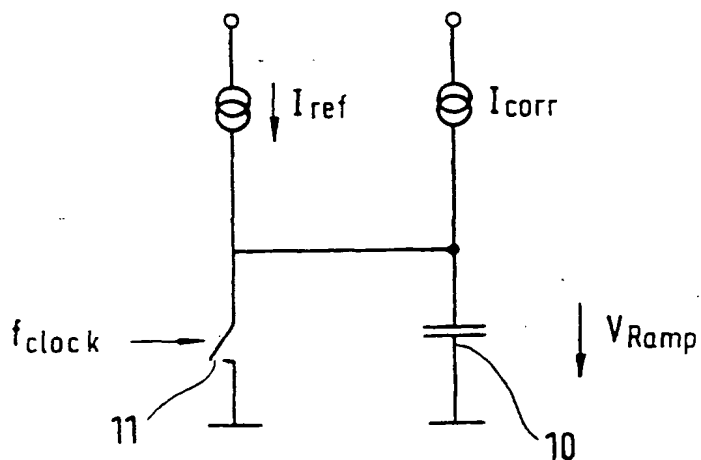


Fig.2

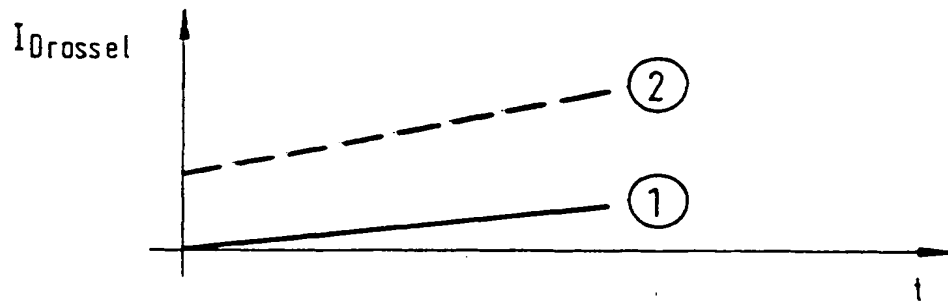


Fig.3a

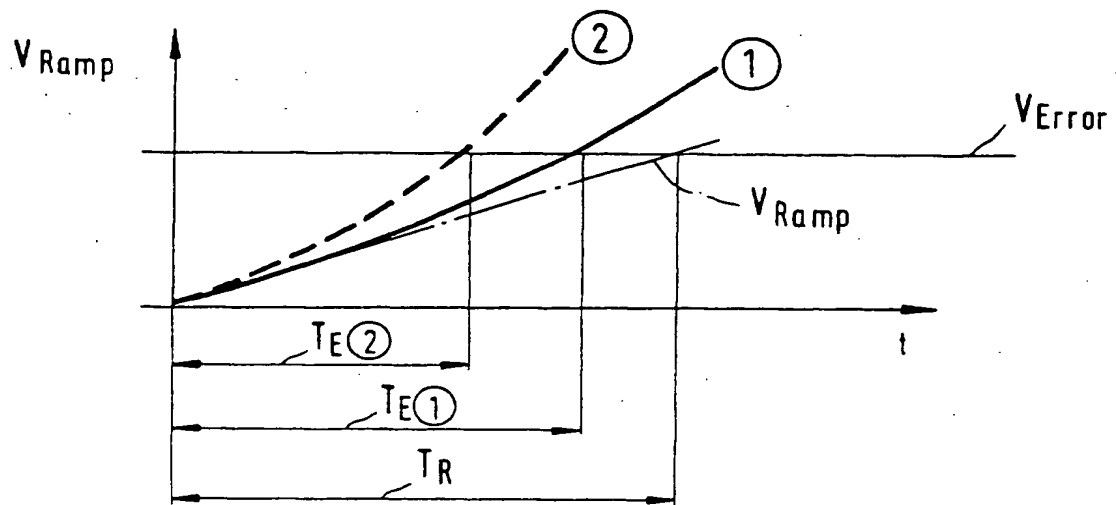


Fig.3b

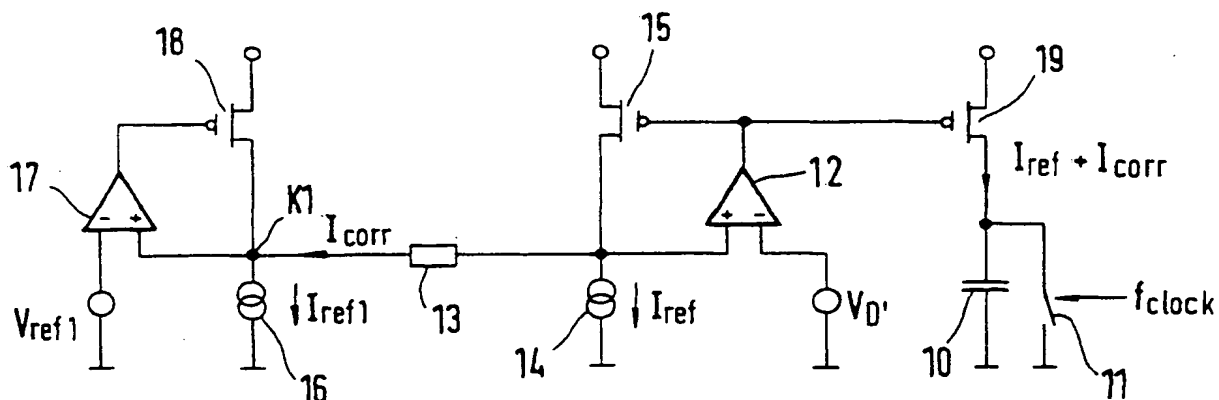


Fig. 4

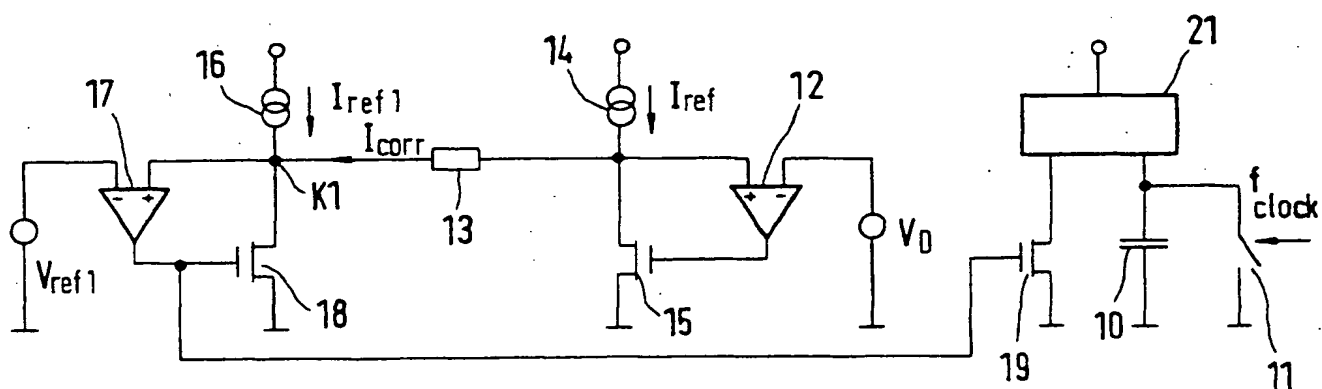


Fig. 5

DOCKET NO: \_\_\_\_\_

SERIAL NO: \_\_\_\_\_

APPLICANT: \_\_\_\_\_

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100



## Pulse-width-modulated DC-DC converter with a ramp generator

Patent Number: US6522115  
Publication date: 2003-02-18  
Inventor(s): GREITSCHUS NORBERT (DE)  
Applicant(s): MICRONAS GMBH (DE)  
Requested Patent: DE19837153  
Application Number: US19990370271 19990809  
Priority Number(s): DE19981037153 19980817  
IPC Classification: G05F1/40  
EC Classification: G05F1/613  
Equivalents: EP0982841, A3

## Abstract

A pulse-width-modulated DC-DC converter provides an output signal that is feedback to an error amplifier. The converter includes a comparator for comparing the output voltage of the error amplifier with the output voltage of a compensated ramp generator and having its output coupled to a switching transistor. The compensated ramp generator is designed so that the signal proportional to the current (IDrossel) through an inductor is superimposed on the ramp voltage so as to generate an output voltage having a sawtooth waveform with a concave rise

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

1. General  
 2. General  
 3. General  
 4. General  
 5. General  
 6. General  
 7. General  
 8. General  
 9. General  
 10. General  
 11. General  
 12. General  
 13. General  
 14. General  
 15. General  
 16. General  
 17. General  
 18. General  
 19. General  
 20. General  
 21. General  
 22. General  
 23. General  
 24. General  
 25. General  
 26. General  
 27. General  
 28. General  
 29. General  
 30. General  
 31. General  
 32. General  
 33. General  
 34. General  
 35. General  
 36. General  
 37. General  
 38. General  
 39. General  
 40. General  
 41. General  
 42. General  
 43. General  
 44. General  
 45. General  
 46. General  
 47. General  
 48. General  
 49. General  
 50. General  
 51. General  
 52. General  
 53. General  
 54. General  
 55. General  
 56. General  
 57. General  
 58. General  
 59. General  
 60. General  
 61. General  
 62. General  
 63. General  
 64. General  
 65. General  
 66. General  
 67. General  
 68. General  
 69. General  
 70. General  
 71. General  
 72. General  
 73. General  
 74. General  
 75. General  
 76. General  
 77. General  
 78. General  
 79. General  
 80. General  
 81. General  
 82. General  
 83. General  
 84. General  
 85. General  
 86. General  
 87. General  
 88. General  
 89. General  
 90. General  
 91. General  
 92. General  
 93. General  
 94. General  
 95. General  
 96. General  
 97. General  
 98. General  
 99. General  
 100. General

DOCKET NO: MMH-12870  
SERIAL NO: \_\_\_\_\_  
APPLICANT: Ordwin Haase  
LERNER AND GREENBERG P.A.  
P.O. BOX 2480  
HOLLYWOOD, FLORIDA 33022  
TEL. (954) 925-1100